

三电平有源电力滤波器谐波电流跟踪无差控制方法

何英杰¹, 刘进军¹, 王兆安¹, 邹云屏²

(1. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安; 2. 华中科技大学电气与电子工程学院, 430074, 武汉)

摘要: 为了提高三电平有源电力滤波器(APF)的谐波抑制能力,对其闭环控制系统进行研究发现,跟踪参考谐波电流的控制方法是决定三电平 APF 补偿质量的关键.分析了传统电流状态反馈解耦 PI 调节器的局限性,提出一种新型 PI 控制方法.在该方法中,采用状态观测器,对 APF 下一拍输出电流进行估计,弥补了数字控制系统一个载波周期的延时.采用重复预测型观测器,对指令谐波电流进行预测,具有动态响应快、且稳定后无静差的特性,因而改善了整个系统的控制效果.基于该控制方法进行了实验研究,从实验结果可以看出,加入该 PI 控制器后,系统电流的正弦性大大提高,突加负载和突减负载时,滤波系统能瞬时跟踪负载变化,有很好的动态响应速度.

关键词: 有源电力滤波器;三电平变流器;PI 控制;观测器

中图分类号: TM761 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)08-0090-05

Novel Control Algorithm of Tracking Harmonic Current with Little Static Misadjustment for Active Power Filter with Three-Level NPC Inverter

HE Yingjie¹, LIU Jinjun¹, WANG Zhao'an¹, ZOU Yunping²

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. School of Electrical and Electronics Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: To improve the overall performance of the three-level active power filter(APF), the closed-loop control system of this APF is investigated, and it is found that tracking command harmonic current is one of the keys to designing this APF. The current state feedback decoupling PI control is analyzed in detail and the limitation of the conventional PI conditioner in the traditional strategies, a novel PI control method is proposed, where the predictive output current value is obtained by the state predictor, and the delay of one sampling period is remedied in this digital control system by the state predictor. The predictive command harmonic current value is obtained by the repetitive predictor synchronously with higher dynamic convergence rate and little static misadjustment. The experiment results demonstrate the steady filtering capability.

Keywords: active power filter; three-level inverter; PI control; predictor

有源电力滤波器(APF)作为一种能动态抑制谐波的电力电子装置广受关注,并出现了众多的电路拓扑结构和控制方案^[1-2].但是,装置电压等级高、容量大势必会给 APF 带来大的损耗、大的电磁干扰以及制约 APF 的动态补偿特性等问题,所以迄今为止尚未产生一种被广泛接受适合于中高压、大容量谐波治理的电路拓扑结构和控制方法.多电平变换器

在高电压、大功率方面得到广泛应用,特别是在减小电网谐波和补偿电网无功方面有着非常良好的应用前景.在所有的多电平拓扑中,二极管钳位型三电平变换器是当前应用和研究最多的拓扑结构^[3],三电平 APF 也得到了广泛的研究^[4].

跟踪参考指令电流信号的控制方法是决定三电平 APF 谐波补偿质量的关键.在脉宽调制整流器

中,电流状态反馈解耦 PI 控制得到了广泛应用,因为它能无静差地跟踪直流量指令值,而且其控制器结构简单,参数设计和工程化整定方法已趋成熟. 当它应用于 APF 时,指令信号是含有多种频率成分的交流信号,频率高于基波频率很多,跟踪时会产生显著误差. 本文对 APF 的电流状态反馈解耦 PI 控制进行深入分析,提出了一种新的控制方案. 该方法构造一个重复预测型观测器提供谐波指令电流预测值,构造一个状态观测器抵消采样延时. 实验结果表明了这种控制方法的正确性和可行性.

1 三电平APF数学模型

三电平有源电力滤波器主电路基本结构如图 1 所示. 根据三电平 PWM 变换器的开关函数,可以将每相桥臂等效为一个单刀三掷开关,得出三电平 PWM 变换器的等效电路,如图 2 所示.

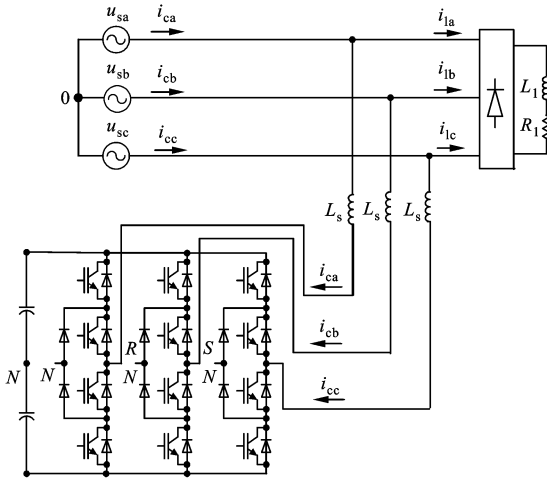


图 1 三电平有源滤波器主电路

为了便于推导出系统数学模型,可将开关函数进一步分解:当 $S_a=1$ 时,定义 $S_{1a}=1, S_{2a}=0, S_{3a}=0$; 当 $S_a=0$ 时,定义 $S_{1a}=0, S_{2a}=0, S_{3a}=1$; 当 $S_a=-1$ 时,定义 $S_{1a}=0, S_{2a}=1, S_{3a}=0$. b 相、c 相的开关函数也做如上分解. 考虑系统是三相无中线系统,且假定三相电网电压平衡. 考虑控制系统设计的需要,省略繁琐的公式推导,得到 dq 两相旋转坐标系下三电平有源滤波器数学模型为^[5]

$$\dot{\mathbf{Z}}\mathbf{Y} = \mathbf{M}\mathbf{Y} + \mathbf{N}\mathbf{V} \quad (1)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \text{diag}[L_s \quad L_s \quad C_d \quad C_d] \\ \mathbf{Y} &= [i_{cd} \quad i_{cq} \quad u_{dc1} \quad u_{dc2}]^T \\ \mathbf{M} &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega L_s & -S_{d1} & S_{d2} \\ -\omega L_s & -R_s & -S_{q1} & S_{q2} \\ S_{d1} & S_{q1} & 0 & 0 \\ -S_{d2} & -S_{q2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{N} &= [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \\ \mathbf{V} &= [u_{sd} \quad u_{sq} \quad 0 \quad 0] \end{aligned}$$

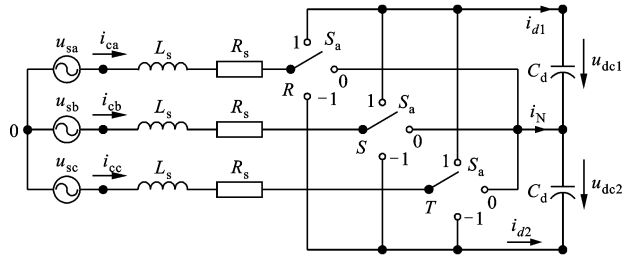


图 2 三电平拓扑有源滤波器等效电路

2 控制系统结构

三电平有源滤波器的控制系统可分为电压外环和电流内环两部分. 电压外环维持变流器直流侧电压恒定^[5], 电流内环可分为求取补偿电流参考值的上层算法模块和跟踪参考电流的控制模块两部分. 本文在上层算法模块中, 采用基于瞬时无功功率理论的谐波检测法, 在控制模块中, 采用电流状态反馈解耦 PI 控制加空间矢量 PWM 调制方法. 在空间矢量 PWM 调制中, 通过检测 i_a, i_b 和 i_c 的方向, 根据此时中点电压波动的方向对相邻三个电压矢量对应开关状态进行取舍, 控制中点电位波动^[6], 控制框图如图 3 所示.

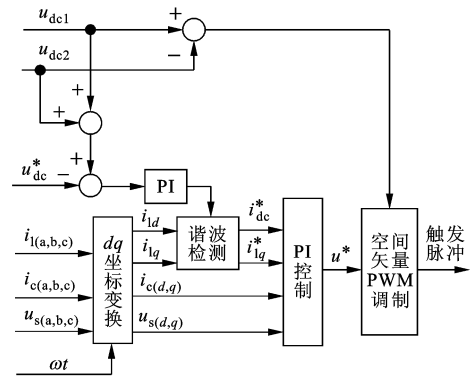


图 3 三电平拓扑有源滤波器控制系统框图

3 电流状态反馈解耦 PI 控制

从式(1)可得跟踪参考电流控制模块的数学表达式

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{X} &= [i_{cd} \quad i_{cq}]^T \\ \mathbf{U} &= [u_{sd} - u_d \quad u_{sq} - u_q]^T \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -R_s/L_s & \omega \\ -\omega & -R_s/L_s \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

从式(2)可以看出, dq 坐标系下电流 i_{cd} 、 i_{cq} 之间存在耦合关系, 当控制其中的一个时, 不可避免地将引起另一个状态变量的变换. 状态反馈解耦的基本思路是在电流调节器输出之后加一个状态反馈环节, 利用状态反馈以达到解耦的目的, 控制系统框图如图4所示. 经过推导, 整个电流环控制系统被简化, 为如图5所示, PI 的传递函数为 $K_{ii}(\tau_i s + 1)/s$, $K_{pi} = K_{ii}\tau_i$, 认为 PWM 变流器为一个带延时的增益环节, G_p 表示变流器的放大倍数, 而 T_p 代表变流器的延时.

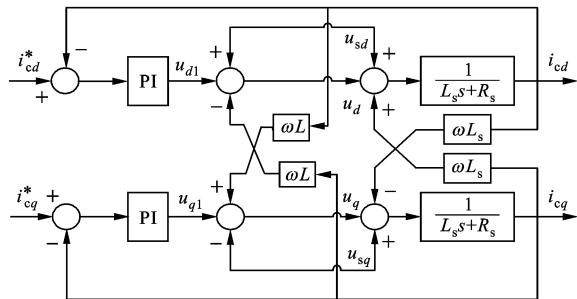


图4 状态反馈解耦 PI 控制框图

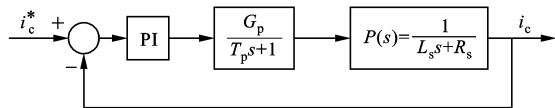


图5 解耦系统电流环控制框图

图5所示系统的开环传递函数是

$$C_o(s) = \frac{K_u G_s (\tau_i s + 1)}{s(T_s s + 1)(T_p s + 1)} \quad (3)$$

式中: T_s 是电感时间常数(等于 L_s/R_s); $K_s = 1/R_s$. 为设计方便, 我们根据经典的二阶最佳设计原则, 通过 PI 控制器把电流环校正成一个最佳二阶系统. 采用常规 SPWM 技术, $G_p = 1$, PWM 调制器的时间常数为 $T_p = 0.5T$, 其中 T 为采样(开关)周期, 即可确定电流控制器 PI 参数为 $K_{pi} = L_s/T$, $K_{ii} = R_s/T$. 将电流控制器参数代入电流闭环传递函数, 得

$$C_h(s) = \frac{1}{0.5T^2 s^2 + T_s s + 1} \quad (4)$$

由于 $C_h(s)$ 是二阶的, 为分析方便对电流闭环传递函数做降阶处理. 式(4)的二阶项系数 $0.5T^2$ 非常小, 可以忽略, 代入电流控制器参数, 得电流闭环传递函数 $C(s)$ 近似等于

$$\frac{i_c}{i_c^*} = \left(\frac{K_{pi}}{L_s} s + \frac{K_{ii}}{I_s} \right) / (s^2 + \frac{K_{ps} + R_s}{L_s} s + \frac{K_{ii}}{L_s}) \quad (5)$$

由式(5)的 Bode 图可以看出, 电流环对低频信号有很高的跟踪精度, 对高频信号抑止能力比较弱. 由于 APF 控制的是谐波电流, 在 dq 轴上给定的指令相对于基波而言是频率较高的许多不同次数交流分量叠加, 所以 PI 调节器无法实现无静差跟踪. 指令信号频率越高, PI 调节器跟踪越困难.

因本文采用数字控制系统, 将式(5)所示校正后的电流环进行离散分析. 选用近似离散公式 $di_c/dt = (i_c(k+1) - i_c(k))/T$, 离散后电流环模型为

$$T \frac{i_c(k+1) - i_c(k)}{T} + i_c(k) = i_c^*(k) \quad (6)$$

对式(6)整理得 $i_c(k+1) = i_c^*(k)$, 该控制方法下一拍的输出电流等于当前拍的指令电流, 所以控制系统总是差一拍. 因此, 改进该控制方法的关键在于预测出下一拍指令电流, 将它带入当前拍计算, 使 $i_c(k+1) = i_c^*(k+1)$. 电网中非线性负载多种多样, 不可能由一个确定的模型来描述, 但却满足每周重复出现的特征. 利用这一特点, 本文构造了一个重复预测型观测器提供谐波指令电流预测值. 为抵消数字系统采样计算一个载波周期的延时, 本文构造一个状态观测器提供下一拍输出电流观测值^[7].

该新型 PI 调节器包含一个状态观测器和一个重复预测型观测器. 在 $(k-1)$ 时刻采样得到 $i_c(k-1)$, 由状态观测器给出预测值 $\hat{i}_c(k)$, 由重复预测型观测器提供谐波指令电流预测值 $i_c^*(k+1)$, 由此可以计算出 k 采样周期指令电压 $u_1(k)$, 使 $i_c(k+1) = i_c^*(k+1)$. 用状态观测器对电流输出值 $i_c(k)$ 进行预测. 由式(2), 采样周期为 T , 等值离散化系统表示为

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{X}(k) + \mathbf{H}\mathbf{U}(k) \quad (7)$$

$$\mathbf{X}(k) = [i_{cd}(k) \quad i_{cq}(k)]^T$$

$$\mathbf{U}(k) = [u_{sd}(k) - u_d(k) \quad u_{sq}(k) - u_q(k)]^T$$

$$\mathbf{G} = e^{\mathbf{A}T}; \quad \mathbf{H} = (e^{\mathbf{A}T} - \mathbf{I})\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}$$

基于式(7), 可以构造一个标准的全维状态观测器

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1) = \hat{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{X}}(k) + \hat{\mathbf{H}}\mathbf{U}(k) + \mathbf{T}(\mathbf{X}(k) - \hat{\mathbf{X}}(k)) \quad (8)$$

状态观测器的基本原理就是利用观测对象的参数 $\mathbf{G}$ 、 $\mathbf{H}$ 重构一个虚拟动力学系统, 以后者的状态变

量 $\hat{\mathbf{X}}(k)$ 作为实际状态变量 $\mathbf{X}(k)$ 的观测值, 见图 6. 将观测器 $\hat{\mathbf{X}}(k)$ 与实际系统 $\mathbf{X}(k)$ 做比较, 根据二者的差值 $\Delta\mathbf{X}(k)$ 对状态变量观测值进行校正. $\mathbf{T}$ 即为 $\Delta\mathbf{X}(k)$ 至状态变量观测值 $\hat{\mathbf{X}}(k+1)$ 的反馈矩阵. 由式(7)和式(8)可以得到观测器误差方程

$$e_x(k+1) = (\mathbf{X} - \mathbf{T})e_x(k)$$

(9)

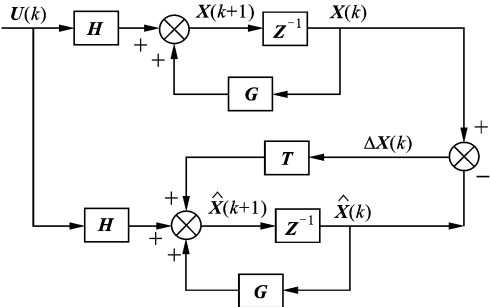


图 6 状态观测图

以上误差系统的动态过程由系数矩阵的两个特征值决定, 只要状态观测器的特征值都位于 z 平面单位圆内, 式(9)就是收敛的. 通过配置系数矩阵的特征值, 可以调节观测误差的收敛速度以及超调量等动态品质.

如图 7 所示, 指令谐波电流的重复预测型观测器可看作是对平推算法所做的重复校正. 所谓“平推”是指将指令谐波电流本次计算值作为其下两拍的预测值, 其基本关系式为

$$\hat{i}_c(k) = i_c(k)$$

(10)

当谐波电流波形随周期重复时, 预测值与实际值之间的误差也将以固定波形重复出现, 用重复校正算法消除这个重复性误差. 重复校正算法由周期积分环节、超前补偿环节和比例环节组成. 重复校正算法的作用原理是: 检测每一时刻的预测误差 e , 然后下一周期提前在指令谐波电流上叠加补偿量, 使预测结果接近实际值. 预测算法的目的是提前两拍给出指令谐波电流预测值, 所以预测误差为

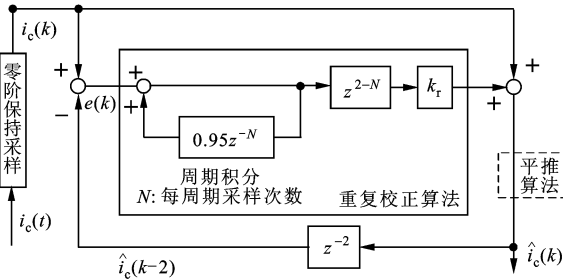


图 7 重复预测型观测图

$$e(k) = i_c(k) - \hat{i}_c(k-2)$$

(11)

式中: $e(k)$ 代表在 k 时刻计算出的误差, 实为 $(k-2)$ 时刻的预测误差; $\hat{i}_c(k-2)$ 是 $(k-2)$ 时刻得出的预测值 (依平推算法也就是 $i_c(k-2)$), 期望它在经过校正后能够接近 k 时刻指令谐波电流值 $i_c(k)$. 式(11)表明: 预测误差的计算有两拍的滞后, 因此与之成正比的补偿量在下一周期应提前两拍起作用. 具体而言, 在 k 时刻计算出的针对 $\hat{i}_c(k-2)$ 的预测误差 $e(k)$, 到了下一周期将乘上 k_r , 然后叠加于指令谐波电流的第 $(k-2)$ 次值 $i_c(k-2)$. 这样, 就可以使依据平推算法得到的 $\hat{i}_c(k-2)$ 接近 $i_c(k)$. 由于实际的谐波电流每周期总会有少许的变化, 为此周期积分环节中设置了系数 0.95, 避免因不能完全消除预测误差而导致补偿量的无限制增加.

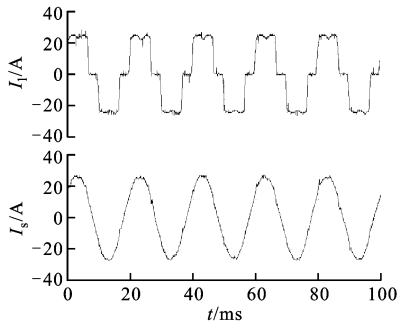
4 实验结果

利用一台三电平 APF 样机进行实验验证, 控制系统采用 TMS320F2407 DSP 来实现的. 实验电路如图 1 所示, 实验电路和控制系统参数列于表 1. 电网电压为 110 V, 内阻抗为 1 mH, 非线性负载为三相桥整流电路带阻感负载, 其中电感为 120 mH, 电阻为 8 Ω .

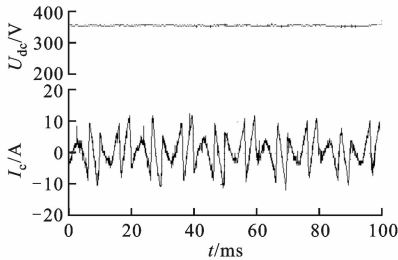
从图 8a 可以看出, 加入新型 PI 控制后, 系统电流的正弦性大大提高, 总谐波畸变率 (THD) 降到了 3.30%. 这组实验证明了本文提出的 PI 控制方法, 可以很好地跟踪这种周期指令信号, 滤波系统有很高的稳态滤波精度. 由图 9 可以看出, 突加负载时滤波系统经过 2 个周波进入稳态, 突减负载时滤波系统能瞬时跟踪负载变化, 可见该 PI 控制算法具有很好的动态响应速度.

表 1 实验系统参数

符号	仿真参数值	说明
U_s/V	110	三相交流电源相电压有效值
f/Hz	50	电网频率
L_s/mH	2	APF 输出电感
R_s/Ω	0.5	APF 输出交流电抗等效电阻
$C_d/\mu\text{F}$	4 700	APF 直流侧电容
U_{dc}/V	360	APF 直流侧电压
f_s/kHz	9.6	控制系统采样 (开关) 频率
k_p	1.6	母线电压控制器比例系数
k_i	64	母线电压控制器积分系数
k_r	0.98	重复预测型观测器比例系数

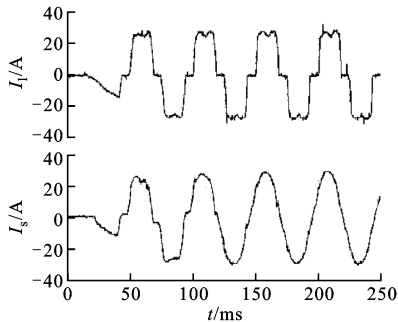


(a)负载和系统电流

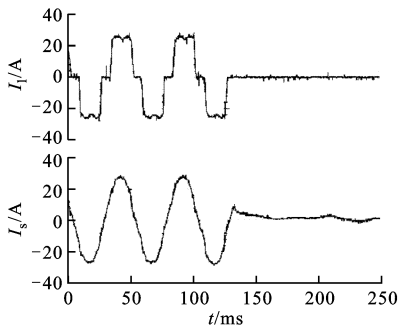


(b)母线电压和 APF 输出电流

图 8 稳态实验波形



(a)突加负载时负载和系统电流



(b)突减负载时负载和系统电流

图 9 动态实验波形

5 结 论

本文提出了一种新型 PI 控制方案. 该方案通过状态观测器和重复预测型观测器对下一采样周期的输出电流和下两采样周期的谐波指令电流进行预测, 推算出下一采样周期的变换器开关控制量, 使输出补偿电流跟踪指令电流, 弥补了传统 PI 控制电流跟踪的缺点. 实验结果表明, 该控制策略具有良好的动态响应能力和很高的稳态滤波精度.

参考文献:

[1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.

[2] 王群, 姚为正, 王兆安. 低通滤波器对谐波检测电路的影响[J]. 西安交通大学学报, 2002, 33(4): 5-8.

WANG Qun, YAO Weizheng, WANG Zhao'an. Effect of low pass filter on harmonics detection circuit [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 1999, 30(4): 5-8.

[3] AKIRA N, TAKAHASHI I, AKAGI H. A new neutral-point-clamped PWM inverter [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1981, 17(3): 518-523.

[4] ABURTO V, SCHNEDER M, MORAN L, et al. An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter[C] // Proceedings of the 1997 IEEE PESC. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1997: 1121-1126.

[5] 詹长江. 用户电力统一调节器的研究[D]. 北京: 清华大学电气工程学院, 1999.

[6] 何英杰, 邹云屏, 林磊, 等. 三电平有源滤波器直流侧电压控制方法[J]. 高电压技术, 2006, 32(6): 79-83.

HE Yingjie, ZOU Yunping, LIN Lei, et al. Research on the control algorithm of DC voltage for an active filter with three-level NPC inverter[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(6): 79-83.

[7] 张凯. 基于重复控制原理的 CVCf-PWM 逆变器波形控制技术[D]. 武汉: 华中理工大学电气工程学院, 2000.

(编辑 杜秀杰)